

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): KIM, Joon Tae

Application No.:

Group:

Filed: December 20, 2000

Examiner:

For: VESTIGIAL SIDEBAND RECEIVER AND METHOD FOR RESTORING
CARRIER WAVE



L E T T E R

Assistant Commissioner for Patents
Box Patent Application
Washington, D.C. 20231

December 20, 2000
0465-0786P

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55(a), the applicant hereby claims the right of priority based on the following application(s):

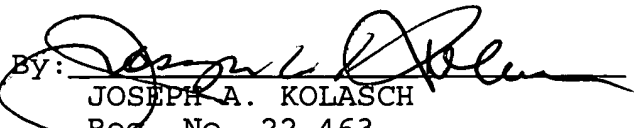
| <u>Country</u> | <u>Application No.</u> | <u>Filed</u> |
|-------------------|------------------------|--------------|
| REPUBLIC OF KOREA | P1999-59921 | 12/21/99 |

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to deposit Account No. 02-2448 for any additional fees required under 37 C.F.R. 1.16 or under 37 C.F.R. 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By: 
JOSEPH A. KOLASCH
Reg. No. 22,463
P. O. Box 747
Falls Church, Virginia 22040-0747

Attachment
(703) 205-8000
/rem

KIM
12120100 #2
BSKB et al.
703-205-8000
465-786p
1 of 1

대한민국 특허청
KOREAN INDUSTRIAL
PROPERTY OFFICE



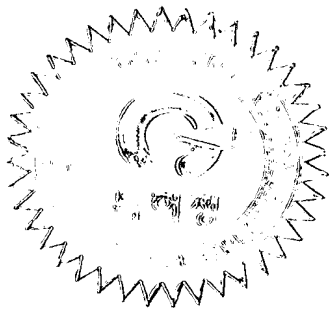
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Industrial
Property Office.

출원번호 : 특허출원 1999년 제 59921 호
Application Number

출원년월일 : 1999년 12월 21일
Date of Application

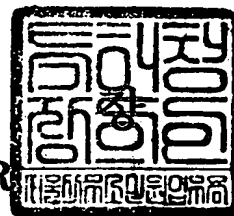
출원인 : 엘지전자 주식회사
Applicant(s)



2000 년 09 월 27 일

특 허 청

COMMISSIONER





1019990059921

2000/9/2

| | |
|------------|--|
| 【서류명】 | 특허출원서 |
| 【권리구분】 | 특허 |
| 【수신처】 | 특허청장 |
| 【참조번호】 | 0002 |
| 【제출일자】 | 1999. 12. 21 |
| 【국제특허분류】 | H04N |
| 【발명의 명칭】 | 잔류측파대 수신기 |
| 【발명의 영문명칭】 | VSB receiver |
| 【출원인】 | |
| 【명칭】 | 엘지전자 주식회사 |
| 【출원인코드】 | 1-1998-000275-8 |
| 【대리인】 | |
| 【성명】 | 김용인 |
| 【대리인코드】 | 9-1998-000022-1 |
| 【포괄위임등록번호】 | 1999-001100-5 |
| 【대리인】 | |
| 【성명】 | 심창섭 |
| 【대리인코드】 | 9-1998-000279-9 |
| 【포괄위임등록번호】 | 1999-001099-2 |
| 【발명자】 | |
| 【성명의 국문표기】 | 김준태 |
| 【성명의 영문표기】 | KIM, Joon Tae |
| 【주민등록번호】 | 670927-1064011 |
| 【우편번호】 | 157-222 |
| 【주소】 | 서울특별시 강서구 방화2동 593-96호 |
| 【국적】 | KR |
| 【심사청구】 | 청구 |
| 【취지】 | 특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 김용인 (인) 대리인 심창섭 (인) |
| 【수수료】 | |
| 【기본출원료】 | 20 면 29,000 원 |
| 【가산출원료】 | 15 면 15,000 원 |

1019990059921

2000/9/2

| | | | | |
|----------|---------|----------------|---------|---|
| 【우선권주장료】 | 0 | 건 | 0 | 원 |
| 【심사청구료】 | 7 | 항 | 333,000 | 원 |
| 【합계】 | 377,000 | | | 원 |
| 【첨부서류】 | 1. | 요약서·명세서(도면)_1통 | | |

【요약서】**【요약】**

잔류측파대(VSB) 방식으로 변조되어 송신되는 신호를 수신하여 반송파를 복구하는 VSB 수신기에 관한 것으로서, 특히 안테나를 통해 원하는 채널 주파수를 선택하여 중간 주파수로 변환한 후 상기 중간 주파수의 일정 대역만을 통과시켜 디지털화하는 디지털 처리부와, 상기 디지털화된 통과 대역의 신호로부터 파이롯트 성분을 추출하여 반송파를 복구하는 반송파 복구부와, 상기 디지털화된 통과 대역의 신호로부터 I, Q 성분을 분리한 후 상기 반송파 복구부에서 복구된 복소 반송파를 곱하여 기저대역의 I, Q 신호로 복조하는 복조부로 구성되어, 통과대역으로부터 파이롯트 신호를 추출하여 반송파를 복구함으로써, 반송파 주파수 오프셋에 대해 대칭적인 에러를 검출해 내므로 양과 음의 주파수 오프셋에 대해서도 안정적인 반송파 획득과 추적이 이루어질 수 있다.

【대표도】

도 6

【색인어】

VSB, 반송파, 통과대역

【명세서】**【발명의 명칭】**

잔류측파대 수신기{VSB receiver}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 VSB 전송 장치의 구성 블록도

도 2의 (a)는 기저대역의 DC 삽입된 VSB 전송 신호의 스펙트럼을 보인 도면

(b)는 VSB 방식의 전송 신호로 바뀐 후의 스펙트럼을 보인 도면

도 3은 아날로그 FPLL을 구비한 종래의 VSB 수신기의 구성 블록도

도 4의 (a)는 양의 주파수 오프셋이 존재하는 경우의 SAW 필터의 출력 예를 보인
도면

(b)는 음의 주파수 오프셋이 존재하는 경우의 SAW 필터의 출력 예를 보인
도면

도 5는 반송파 복구가 디지털 방식으로 이루어지는 종래의 VSB 수신기의 구성 블록
도

도 6은 본 발명에 따른 VSB 수신기의 구성 블록도

도 7은 주파수 오차 성분이 있는 경우의 디지털 주파수/위상 오차 검출기의 동작을
보인 도면으로서,

(a)는 도 6의 제 2 곱셈기에서 출력되는 I 성분의 예를 보인 도면

(b)는 도 6의 제 2 곱셈기에서 출력되는 Q 성분의 예를 보인 도면

(c)는 도 6의 부호 검출부의 출력 예를 보인 도면

(d)는 도 6의 지연부의 출력 예를 보인 도면

(e)는 도 6의 제 3 곱셈기의 출력 예를 보인 도면

도 8은 위상 오차 성분만이 있는 경우의 디지털 주파수/위상 오차 검출기의 동작을 보인 도면으로서,

(a)는 도 6의 제 2 곱셈기에서 출력되는 I 성분의 예를 보인 도면

(b)는 도 6의 제 2 곱셈기에서 출력되는 Q 성분의 예를 보인 도면

도 9는 도 6의 복소 밴드패스 필터의 일 예를 보인 구성 블록도

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

601 : 튜너

602 : SAW 필터

603 : A/D 변환부

604 : 재샘플부

605 : 타이밍 복구부

606 : 디지털 정합 필터

607 : 위상 분할기

608 : 제 1 곱셈기

609 : I 채널 처리부

610 : 반송파 복구부

611 : I 밴드패스필터

612 : Q 밴드패스필터

613 : 제 2 곱셈기

614 : NCO

615 : 주파수/위상 오차 검출기

616 : 부호 검출부

617 : 지연부

618 : 제 3 곱셈기

619 : 루프 필터

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <30> 본 발명은 디지털 TV에 관한 것으로서, 특히 잔류 측파대(Vestigial Side Band ; VSB) 방식으로 변조되어 전송되는 신호를 수신하여 반송파를 복구하는 VSB 수신기에 관한 것이다.
- <31> 일반적으로 미국 및 국내에서 디지털 TV(예, HDTV) 전송 방식의 표준으로 채택된 그랜드 얼라이언스(Grand Alliance)의 VSB 방식은 신호를 진폭 변조했을 때, 반송파를 중심으로 위아래로 생기는 두개의 측대역중 한쪽 측대역 신호를 크게 감쇠시켰을 때의 나머지 부분만을 변조하는 방식이다. 즉, 기저대역의 한쪽 측파대역 스펙트럼만을 취해 통과대역으로 옮겨서 전송하는 방식으로 밴드 영역을 효율적으로 사용하는 방식 중 하나이다.
- <32> 이때, 상기 VSB 변조시 기저대역(base band)의 DC 스펙트럼이 통과대역(pass band)으로 옮겨가면 톤 스펙트럼으로 바뀌게되고 이 신호를 흔히 파이롯트 신호라 부른다. 즉, 방송국에서 VSB 변조를 할 때 수신기에서 신호를 정확히 복조하게 하기 위하여 파이롯트 신호를 실어서 공중으로 날려보내게 된다.
- <33> 도 1은 이러한 일반적인 디지털 TV의 전송 시스템의 개략적 블록도로서, 랜덤마이저(Randomizer)(101)는 백색 심볼 생성을 위해 입력 데이터를 랜덤하게 하여 리드-솔로몬(R-S) 엔코더(102)로 출력하고, 상기 R-S 엔코더(102)는 내측 및 외측 채널 코딩을 위해 랜덤하게 입력되는 데이터를 R-S 부호화하여 20바이트의 패리티 부호를 부가한 후 데

이터 인터리버(103)로 출력한다.

<34> 상기 데이터 인터리버(103)는 R-S 부호화된 데이터를 정해진 규칙에 의해 인터리빙하여 트렐리스 엔코더(104)로 출력하고, 상기 트렐리스 엔코더(104)는 인터리빙된 데이터를 바이트에서 심볼로 변환하여 트렐리스 부호화한 후 멀티플렉서(105)로 출력한다. 상기 멀티플렉서(105)는 트렐리스 부호화된 심볼열에 세그먼트 동기신호, 필드 동기 신호를 매 세그먼트 및 매 프레임마다 먹싱하여 프레임으로 만든 후 파이롯트 삽입부(106)로 출력하고, 상기 파이롯트 삽입부(106)는 프레임화된 송신 심볼에 DC값인 파이롯트 신호를 삽입하여 VSB 변조부(107)로 출력한다. 상기 VSB 변조부(107)는 파이롯트 신호가 삽입된 심볼열을 VSB 방식으로 변조하여 RF 업-컨버터(108)로 출력하고, 상기 RF 업-컨버터(108)는 변조된 기저대역의 VSB 신호를 안테나를 통한 효율적인 전송을 위해 RF 통과대역 신호로 변환한 후 안테나를 통해 전송한다.

<35> 도 2는 VSB 전송 신호의 스펙트럼을 나타내고 있는데, (a)는 기저대역의 DC 삽입된 스펙트럼을, (b)는 VSB 방식의 전송 신호로 바뀐 후의 스펙트럼을 각각 보여준다.

<36> 도 2의 (b)에서 볼 수 있듯이 통과 대역(pass band)의 스펙트럼은 기저대역의 한쪽 측파 스펙트럼만이 존재하고 있고 측파 밴드에 파이롯트 신호가 존재하는 형태를 띄고 있다.

<37> 한편, 방송국에서 디지털 데이터를 상기와 같이 VSB 변조하여 안테나를 통해 공중으로 날려보내면 각 가정에 있는 디지털 TV 수신기는 이를 수신 및 복조하여 시청할 수 있어야 한다.

<38> 도 3은 이러한 디지털 TV 수신기의 개략적 구성 블록도로서, 튜너를 통해 특

정 채널의 통과 대역 신호를 뽑아내고, 측파밴드에 삽입된 파이롯트 신호를 이용하여 반송파 복구를 수행한 후 복구된 기저대역 신호로부터 심볼 타임 복구 및 채널 보상을 하여 송신 심볼을 추출해내게 된다.

<39> 즉, VSB 방식으로 변조된 RF 신호가 안테나를 통해 수신되면 튜너(301)는 헤테로다인 변조 방식을 사용하여 원하는 채널 주파수를 선택한 후 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 고정된 중간 주파수 대역(IF; 보통 44MHz나 43.75MHz가 널리 사용됨)으로 내리고 타채널 신호를 적절히 걸러낸다.

<40> 그리고, 임의의 채널의 스펙트럼을 고정된 IF 대역으로 옮겨서 출력해주는 튜너(301)의 출력 신호는 타 밴드 신호의 제거, 잡음 신호 제거, 그리고 아날로그 정합 필터의 기능으로 채용된 소오(Surface Acoustic Wave ; SAW) 필터(302)를 통과하게 된다.

<41> 이때, 디지털 방송 신호는 일 예로, 44MHz의 중간 주파수로부터 6MHz의 대역 내에 모든 정보가 존재하므로 SAW 필터(302)에서는 튜너(301)의 출력으로부터 정보가 존재하는 6MHz의 대역만 남기고 나머지 구간을 모두 제거한 후 복조 및 FPLL부(303)로 출력한다.

<42> , 상기 복조 및 FPLL부(303)는 상기 SAW 필터(302)의 출력으로부터 기저대역의 I,Q 신호를 복조하고 주파수와 위상을 록킹한다.

<43> 즉, 중심 주파수가 중간 주파수(예를 들면, 46.69MHz)로 고정되어 있는 VCO(313)의 출력이 제 2 곱셈기(309)로 입력되어 SAW 필터(302)의 출력과 곱해지면 기저대역의 Q 채널 신호가 복조된다.

<44> 또한, VCO(313)의 출력은 위상 쉬프터(308)에서 위상이 90° 지연된 후 제 1 곱셈기

(304)로 입력되어 상기 SAW 필터(302)의 출력과 곱해지면 기저대역의 I 채널 신호가 복조된다.

<45> 한편, 방송국에서 삽입한 파이롯트의 주파수는 상기 SAW 필터(302)의 출력에서 정확하게 중간 주파수(예를 들면, 46.69MHz)에 존재해야 나머지 수신단에서 정상 동작을 하게 되는데 보통의 경우에 정확하게 46.69MHz가 아닐때가 많이 있다.

<46> 그런데, VCO(303)의 출력 주파수는 46.69MHz으로 고정되어 있으므로 SAW 필터(302)에서 파이롯트의 출력 주파수가 46.69MHz가 아닐 경우에는 제 1, 제 2 곱셈기(304,309)에서 출력되는 두 주파수의 차이에 해당하는 만큼의 비트(Beat)가 존재하게 된다.

<47> 상기 비트 주파수(Beat Frequency)를 제거하기 위하여 FPLL을 사용하게 된다. 즉, VCO(313)의 발진 주파수를 변화시킴에 의해 반송파의 주파수 및 위상을 변화시켜 비트 주파수를 제거한다. 따라서, 상기 VCO(313)의 발진 주파수를 이동시키는 방향과 크기를 찾아내는 것이 FPLL의 목적이다.

<48> 자동 주파수 제어(Automatic Frequency Control ; AFC) 루프 필터(306), 리미터(307), 제 3 곱셈기(308), 및 자동 위상 제어(Automatic Phase Control ; APC) 루프 필터(312)를 상기된 FPLL이라 칭하며, 그 동작은 다음과 같다. ,

<49> 즉, 제 1 곱셈기(304)에서 복조된 후 로우패스 필터(305)에서 로우패스 필터링되는 기저대역의 I 신호의 주파수가 ω_0 이고, SAW 필터(302)의 파이롯트 출력 주파수가 ω_i 일 때 $\cos(\omega_i - \omega_0)t = \cos \Delta \omega t$ 가 된다.

<50> 여기서, $\Delta \omega = \omega_0 - \omega_i$ (비트 주파수)이다.

<51> 한편, 제 2 곱셈기(309)에서 복조된 후 LPF(310)에서 로우패스 필터링되는 기저대

역의 Q 신호는 $\sin \Delta\omega t$ 의 형태를 가진다.

- <52> 이때, AFC 루프 필터(306)는 비트 주파수를 록킹할 수 있는 2차 수동 필터로 구성되며, 상기 I 신호의 각각의 비트 주파수에 대하여 위상값을 출력한다. 상기 AFC 루프 필터(306)의 출력은 리미터(307)에 입력되어 증폭 및 리미팅된다.
- <53> 상기 리미터(307)의 출력은 Q 채널 신호와 함께 제 3 곱셈기(311)에서 곱해진다. 상기 곱셈기(311)의 출력은 2KHz로 신호의 대역을 제한하는 APC 루프 필터(312)를 통과하여 VCO(313)를 제어한다.
- <54> 상기에서 비트 주파수가 존재하여 리미터(307)의 출력이 변할 때 FLL 과정을 수행하게 되고, 상기 FLL이 끝나고 리미터(307)의 출력이 더이상 변하지 않을때 위상을 바로 잡아주는 PLL 과정이 시작된다.
- <55> 그리고, 상기 복조 및 FPLL부(303)에서 기저대역으로 복조된 I 채널 신호는 A/D 변환부(314)를 통해 디지털 신호로 변환된 후 I 채널 처리부(315)로 입력된다. 여기서, Q 신호는 반송파 복구에만 이용된다.
- <56> 상기 I 채널 처리부(315)에는 동기 신호 추출기, 채널 보상기, 오류 정정기 등이 구비되어 상기 도 1의 전송 시스템의 역과정으로 수행된다. 즉, 디지털화된 I 신호로부터 송신시 삽입되었던 데이터 세그먼트 동기 신호, 필드 동기 신호등을 복원하고, 상기 동기 신호들을 이용하여 수신된 데이터 즉, 송신 심볼을 복구한다.
- <57> 그런데, 만일 튜너(301)에서 출력되는 IF 신호가 주파수 오프셋이 있는 경우에는 SAW 필터(302)에 의해 수신 신호의 스펙트럼이 잘려나가게 된다.
- <58> 이를 오프셋이 양의 방향인 경우와 음의 방향인 경우에 대해 각각 생각해보면, 도

4의 (a)와 같이 양의 방향인 경우는 오른쪽 측파대역이 꺾여 나가게 되어 왼쪽 측파에 위치한 파이롯트 신호는 그대로 살아나게 된다. 따라서, 꺾인 수신 신호 성분은 어느 정도 I 채널 처리부(315)의 등화기(도시되지 않음)에서 보상을 해주게 되어 시스템의 성능에 큰 문제를 일으키지 않는다.

<59> 그러나, 도 4의 (b)와 같이 음의 방향으로 오프셋을 가진 수신 신호의 경우는 SAW 필터(302)에 의해 왼쪽 측파대역이 꺾여 나가게 되므로 신호 성분뿐만이 아니고 파이롯트 성분까지도 같이 사라져버린다. 이때는 복조 및 FPLL부(303)에서 반송파 복구가 제대로 이루어지지 않을 수 있으며 또한, 약간의 파이롯트 성분이 있어 반송파 복구가 이루어졌다고 하더라도 기저대역 수신 신호에 위상 떨림(phase jitter)이 너무 크게 들어가서 수신기의 성능을 현저히 떨어뜨릴 수 있다.

<60> 실제로 도 3에서처럼 아날로그 FPLL을 채용하여 반송파 복구를 한 VSB 수신기의 경우 그 반송파 복구 영역(acquisition range)이 예를 들면, $-110\text{KHz} \sim +200\text{KHz}$ 와 같이 비대칭적인 결과를 낳고 있다.

<61> 이는 바로 SAW 필터(302)의 측파 신호성분 제거에서 비롯된 것이다.

<62> 이와 같은 문제는 단지 SAW 필터를 정합 필터로 사용하기보다는 잡음 및 타 채널, 신호의 제거에만 사용하는 목적으로 보다 넓은 통과 대역을 갖는 소자로 바꾸어 사용하고, 복조 및 반송파 복구 과정을 디지털 방식으로 바꾼다고 해서 해결되지 않는다.

<63> 즉, 도 5는 일반적인 전 디지털 방식을 이용한 VSB 수신기의 구성 블록도로서, VSB 방식으로 변조된 RF 신호가 안테나를 통해 수신되면 튜너(501)는 원하는 채널 주파수를 선택하고 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 고정된 중간 주파수 대역

(IF; 보통 44MHz나 43.75MHz가 널리 사용됨)으로 내린 후 SAW 필터(502)를 통해 A/D 변환부(503)로 출력한다. 상기 A/D 변환부(503)는 고정 주파수로 SAW 필터(502)의 출력을 디지털화한 후 심볼 복구된 신호로의 변환을 위해 재샘플부(504)로 출력된다. 상기 재샘플부(504)는 기저대역 신호처리를 통해 나온 현재 심볼들의 타이밍 에러를 타이밍 복구부(505)로부터 받아서 디지털화된 신호와 신호 사이의 에러를 줄이는 방향으로 보간을 한다. 상기 재샘플부(504)의 출력은 고정된 계수를 갖는 디지털 정합 필터(506)로 출력된다.

<64> 이는 앞에 사용되었던 SAW 필터(502)가 정합 기능을 하고 있지 않기 때문에 수신단 끝에서 최고의 SNR을 내기 위함이다.

<65> 따라서, 오프셋이 있는 경우에도 SAW 필터(502)에서 파이롯트 신호를 그대로 통과시켜 보냈더라도 바로 상기 디지털 정합 필터(505)에서 다시 파이롯트 신호가 깎여지게 되는 문제가 발생한다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<66> 이 문제를 해결하기 위한 것으로 여러 가지 방법이 있을 수 있다.

<67> , 우선 그 첫째는 정합 필터의 계수를 고정시키지 않고 변수로 두는 것이다. 즉, 반송파 복구 시스템으로부터 현재 IF 수신 신호가 얼마만큼의 주파수 오프셋을 가지고 있는지에 관한 정보를 받아들여 이를 정합 필터의 계수에 반영함으로써 파이롯트 신호를 잃지 않고 디지털 FPLL(510)까지 가져오는 방법이다. 그러나, 이 방식은 정합 필터의 구현에 가변 곱셈기가 많이 필요하게 되어 하드웨어도 복잡해지고, 반송파 복구 시스템으로부터 현재 IF 신호의 주파수 오프셋을 얻는 과정도 복잡하며, 또한 초기부터 오프셋이

커져 반송파 복구가 이루어지지 않는 경우는 제대로 동작을 하지 못하게 된다.

<68> 또 다른 방법으로 디지털 정합 필터를 기저대역에 놓는 경우를 생각해볼 수 있다. 이 경우는 당연히 파이롯트 신호가 기저대역까지 깎이지 않고 오기 때문에 원활한 반송파 복구가 이루어질 수 있는 반면, 수신 신호의 기저대역 스펙트럼이 DC 부근에서 날카롭게 갑자기 솟아오르게 되어 I 채널 처리부(509)가 이를 보상한다고 하더라도 SNR의 큰 손실을 피할 수 없다. 따라서, 반송파 복구 시스템을 보다 견고하게 만들려고 SNR 손실을 받아들이는 것은 합당치 않으므로 이 방법도 바람직한 방법은 아니다.

<69> 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은 통과 대역으로부터 파이롯트 신호를 추출하여 반송파를 복구함으로써, 안정되게 반송파를 복구하는 VSB 수신기를 제공함에 있다.

<70> 본 발명의 다른 목적은 RF 또는 IF 대역에 있는 VSB 신호의 주파수 오프셋이 양 또는 음의 방향으로 크게 존재하는 경우에도 성능 저하없이 대칭적으로 반송파 복구가 가능하도록 하는 VSB 수신기를 제공함에 있다.

<71> 본 발명의 또 다른 목적은 전 디지털 방식으로 반송파를 복구하면서 하드웨어를 단순화한 VSB 수신기를 제공함에 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<72> 본 발명에 따른 VSB 수신기는, 안테나를 통해 원하는 채널 주파수를 선택하여 중간 주파수로 변환한 후 상기 중간 주파수의 일정 대역만을 통과시켜 디지털화하는 디지털 처리부와, 상기 디지털화된 통과 대역의 신호로부터 파이롯트 성분을 추출하여 반송파를 복구하는 반송파 복구부와, 상기 디지털화된 통과 대역의 신호로부터 I, Q 성분을 분리

한 후 상기 반송파 복구부에서 복구된 복소 반송파를 곱하여 기저대역의 I, Q 신호로 복조하는 복조부와, 상기 복조된 기저대역의 I 신호로부터 송신 심볼을 복구하는 심볼 복구부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<73> 상기 디지털 처리부는 중간 주파수의 일정 대역만을 통과시키기 위해 소오(SAW) 필터를 사용하며, 상기 소오 필터는 통과 대역이 중간 주파수 대역의 VSB 신호를 모두 포함할 수 있도록 넓게 설계된 것을 특징으로 한다.

<74> 상기 반송파 복구부는 상기 디지털화된 통과대역의 신호로부터 I, Q 성분의 파이롯트 신호를 추출하는 파이롯트 추출부와, 상기 추출된 I, Q 파이롯트 신호에 복소 반송파를 곱하여 기저대역으로 변환하는 곱셈기와, 상기 기저대역의 I, Q 파이롯트 신호로부터 주파수 및 위상 오차를 검출해내는 주파수/위상 오차 검출부와, 상기 주파수 및 위상 오차를 필터링하여 DC 성분으로 변환하는 루프 필터와, 상기 루프 필터의 DC 성분에 비례하는 복소 반송파를 발생하여 상기 곱셈기와 복조부로 출력하는 수치제어 발진기(NCO)로 구성되는 것을 특징으로 한다.

<75> 상기 파이롯트 추출부는 낮은 차수의 IIR 저역 통과 필터를 정현파 및 여현파로 변조시켜 구성하는 것을 특징으로 한다.

<76> 상기 주파수/위상 오차 검출부는 상기 곱셈기에서 출력되는 I 파이롯트 신호의 부호를 검출하는 부호 검출부와, 상기 검출된 부호 성분을 N 샘플동안 지연시키는 지연부와, 상기 지연부의 출력과 상기 곱셈기에서 출력되는 Q 파이롯트 신호를 곱하여 상기 루프 필터로 출력하는 곱셈기로 구성되는 것을 특징으로 한다.

<77> 본 발명은 튜너의 출력 스펙트럼이 미리 설정된 반송파 주파수로부터 임의의 방향

으로 큰 오프셋을 가지고 존재할 경우에도 대칭성을 잃지 않으면서 전 디지털 방식으로 반송파 복구가 가능하도록 하는데 있다.

<78> 본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.

<79> 이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부도면을 참조하여 상세히 설명한다.

<80> 도 6은 본 발명에 따른 전 디지털 VSB 수신기의 구성 블록도로서, 안테나를 통해 원하는 채널 주파수를 선택한 후 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 일반 회로에서 다루기 쉬운 주파수 대역인 IF 대역으로 변환하는 튜너(601), 상기 튜너(601)에서 출력되는 IF 신호의 일정 대역만을 통과시키는 SAW 필터(602), 상기 SAW 필터(602)의 출력을 디지털화하는 A/D 변환부(603), 기저대역 신호처리를 통해 나온 현재 심볼들의 타이밍 에러를 타이밍 복구부(605)로부터 받아서 디지털화된 신호와 신호 사이의 에러를 줄이는 방향으로 보간을 하는 재샘플부(604), 상기 재샘플부(604)의 출력으로부터 복소 파이롯트 성분을 추출하고, 상기 추출된 복소 파이롯트 성분을 이용하여 반송파를 복구하는 반송파 복구부(610), 상기 재샘플부(604)의 출력으로부터 정보가 존재하는 대역만을 통과시키는 디지털 정합 필터(606), 상기 정합 필터(606)로부터 I 성분과 Q 성분을 분리하는 위상 분할기(607), 상기 위상 분할기(607)의 출력과 반송파 복구부(610)에서 복구된 반송파를 곱하여 기저대역의 I, Q 신호를 복조하는 제 1 곱셈기(608), 및 상기 곱셈기(608)에서 복조된 I 신호를 입력받아 실제 데이터를 복구하는 I채널 처리부(609)로 구성된다.

<81> 상기 반송파 복구부(610)는 상기 재샘플부(604)의 출력 즉, 통과대역으로부터 복소 파이롯트 성분을 추출하는 I 및 Q 밴드패스 필터(611,612), I, Q 파이롯트 신호를 기저

대역으로 변환하는 제 2 곱셈기(613), 상기 기저대역 파이롯트 신호로부터 주파수 및 위상 오차를 검출해내는 주파수/위상 오차 검출기(615), 상기 주파수/위상 오차를 필터링하는 루프 필터(619), 및 상기 루프 필터(619)의 출력에 비례하는 복소 정현파를 발생하여 상기 제 1, 제 2 곱셈기(608,613)로 출력하는 수치제어 발진기(Numerically Controlled Oscillator ; NCO)(614)를 포함한다.

<82> 상기 주파수/위상 오차 검출기(615)는 상기 제 2 곱셈기(613)에서 출력되는 I 신호의 부호를 검출하는 부호 검출부(616), 상기 검출된 부호 성분을 지연시키는 지연부(617), 및 상기 지연부(617)의 출력과 상기 제 2 곱셈기(613)에서 출력되는 Q 신호를 곱하여 상기 루프 필터(619)로 출력하는 제 3 곱셈기(618)로 구성된다.

<83> 이와 같이 구성된 본 발명에서 VSB 방식으로 변조된 RF 신호가 안테나를 통해 수신되면 튜너(601)는 헤테로다인 변조 방식을 사용하여 원하는 채널 주파수를 선택한 후 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 고정된 IF 대역(IF; 보통 44MHz나 43.75MHz가 널리 사용됨)으로 내리고 타채널 신호를 적절히 걸러낸다.

<84> 상기 튜너(601)의 출력은 통과 대역이 IF 대역의 VSB 신호를 모두 포함할 수 있도록 넓게 설계된 SAW 필터(602)를 통과하면서 타채널의 잔류 신호와 잡음 성분이 제거된다. 즉, 상기 SAW 필터(602)는 정합 기능을 하지 않으며 잡음 및 타채널 신호의 제거에만 사용하는 목적으로 보다 넓은 통과 대역을 갖는 소자를 이용한다.

<85> 상기 SAW 필터(602)를 통과한 IF 신호는 A/D 변환부(603)로 입력되고, 상기 A/D 변환부(603)는 고정 주파수로 직접 IF 신호를 디지털화하여 재샘플부(604)로 출력한다. 상기 재샘플부(604)는 기저대역 신호처리를 통해 나온 현재 심볼들의 타이밍 에러를 타이밍 복구부(605)로부터 받아서 디지털화된 신호와 신호 사이의 에러를 줄이는 방향으로

보간을 하여 심볼율(10.76MHz)의 2배인 21.52MHz의 샘플을 출력한다.

- <86> 한편, 본 발명은 상기 A/D 변환부(603)와 채샘플부(605) 대신 SAW 필터(602)를 통과한 아날로그 신호를 다시 재차 아날로그 믹서를 통해 2차 중간 주파수(2nd IF, 보통 5.38MHz가 사용됨)로 내린 후 VCXO를 입력 클럭으로 사용하는 A/D 변환을 통해 바로 21.52MHz의 디지털 데이터를 얻는 구조도 생각할 수 있다.
- <87> 본 발명에서는 둘 중 어느 방법을 선택하더라도 관계없이 동작할 수 있으므로 도 6의 재표본기를 채용한 구조를 예를 들어 설명한다.
- <88> 즉, 심볼율의 2채배로 샘플링된 IF 데이터는 다시 디지털 정합 필터(606)를 통과하여 샘플의 SNR이 최고가 되도록 한다. 상기 정합 필터(606)를 통과한 신호는 복소 복조를 위해 위상 분할기(607)에서 I 성분과 Q 성분으로 나뉘어진 후 제 1 곱셈기(608)로 출력된다. 상기 제 1 곱셈기(608)는 상기 IF 대역의 I, Q 신호에 각각 반송파 복구부(610)에서 반송파 복구가 이루어진 NCO(614)의 복소 반송파를 곱하여 기저대역의 I, Q 신호를 복조한다.
- <89> 이때, NCO(614)의 복소 반송파와 곱해진 후 I 신호만 I 채널 처리부(609)로 입력되어 데이터 복구에 이용되고, Q 신호는 사용되지 않으므로 도 6의 제 1 곱셈기(608)는 복소 곱셈기 대신에 실수 성분만을 뽑기 위한 2개의 곱셈기와 1개의 덧셈기만으로 구현이 가능하게 된다. 즉, 실수와 허수 성분 각각을 기저대역으로 내리기 위한 복소 곱셈기는 곱셈기 4개와 덧셈기 2개가 필요하였다.
- <90> 상기 I 채널 처리부(609)는 입력되는 기저대역 I 신호에 대해 동기 신호 추출, 채널 보상, 오류 정정 과정을 거쳐 데이터를 복구한다.

- <91> 한편, 전술한 바와 같이 상기 SAW 필터(602)는 넓은 SAW 필터(필터의 통과 대역이 VSB 송신 신호 대역폭을 모두 포함하는)를 사용했으므로 재샘플링부(605)의 출력 신호에는 주파수 오프셋이 존재하는 경우에도 파이롯트 신호가 포함되어 있다.
- <92> 따라서, 상기 파이롯트 신호는 반송파 복구부(610)의 복소 밴드패스 필터(611,612)를 사용하여 통과 대역에서 직접 추출될 수 있다.
- <93> 이때 사용되는 I,Q 밴드패스필터(611,612)는 FIR(Finite Impulse Response) 저역통과 필터를 정현파(sine wave)로 변조시킨 계수와 여현파(cosine wave)로 변조시킨 계수로 구현될 수 있지만 이럴 경우 밴드패스 필터의 구현에 많은 하드웨어를 필요로 한다, 따라서, 간단한 차수의 IIR(Infinite Impulse Response) 저역 통과 필터를 정현 및 여현파로 변조시켜서 구현하는 것이 하드웨어 측면에서 간단하고 또한, 적은 차수로도 보다 정확하게 파이롯트 신호만을 추출해낼 수 있다. 뒤에 가서, 간단한 1차 저역 통과 필터를 All-pole IIR 필터와 Butterworth IIR 필터의 예를 들어 그 구현 예를 설명할 것이다.
- <94> 한편, 상기 I,Q 밴드패스 필터(611,612)를 통해 통과 대역에서 추출된 복소 파이롯트 신호는 제 2 곱셈기(613)로 입력되어 통과 대역 VSB 신호를 기저대역으로 내릴 때 사용했던 NCO(614)의 복소 반송파와 곱해져 기저대역으로 내려오게 된다. 여기서, 기저대역 파이롯트 신호를 P 라 하고, 그의 I(In-phase) 성분을 P_r , 그리고 Q(Quadrature-phase) 성분을 P_i 라고 하면, $P = P_r + jP_i$ 로 표현된다.
- <95> 만일 주파수 및 위상 오프셋이 0인 경우라고 하고, 잡음 및 함께 유입된 VSB 신호 성분을 무시하면 P_r 신호는 DC 신호(예, $\cos 0^\circ = 1$)로 나타나게 되고, P_i 신호(예, \sin

$0^\circ = 0$)는 0이 된다.

<96> 그러므로, DC로 나타나는 기저대역 파이롯트 신호의 I 성분을 부호 검출부(616), 지연부(617)를 통과시켜 0이 되는 기저대역 파이롯트 신호의 Q 성분과 제 3 곱셈기(618)에서 곱하면 그 출력은 0이 된다. 이때는 루프 필터(619)에 아무런 영향도 주지 않는다.

<97> 한편, 주파수 오프셋이 f_0 인 경우라면 P_r, P_i 신호는 다음의 수학적 식 1과 같이 표현된다.

<98> 【수학적 식 1】

$$P_r = \cos\left(\frac{2\pi f_o}{f_s} n\right)$$

$$P_i = \sin\left(\frac{2\pi f_o}{f_s} n\right)$$

<99> 여기서, f_s 는 샘플링 주파수로 심볼율의 2배, 즉 21.52MHz이다. 따라서, 이 경우는 P_r 과 P_i 가 도 7의 (a), (b)와 같이 각각 $1/f_0$ 를 주기로 하는 정현파 및 여현파로 나타나게 된다.

<100> 이중 도 7의 (a)의 I 성분은 주파수/위상 오차 검출기(615)의 부호 검출부(616)로 입력되어 도 7의 (c)와 같이 부호값만 취해진다. 상기 부호 검출부(616)에서 출력되는 부호값은 지연부(617)에서 도 7의 (d)와 같이 N 샘플 지연된 후 제 3 곱셈기(618)로 출력된다.

<101> 이때, 상기 제 3 곱셈기(618)에서 N 샘플 지연된 신호를 도 7의 (b)와 같이 Q 성분인 여현파와 곱하면 도 7의 (e)와 같이 주파수 오차에 비례하는 DC 성분이 존재하게 된다. 즉, 주파수/위상 오차 검출기(615)는 주파수 오차 검출기로서의 동작을 하게 된다.

<102> 그리고, 상기 주파수/위상 오차 검출기(615)의 출력은 루프 필터(619)를 거치면서

DC 성분만이 추출되어 NCO(614)로 입력된다. 상기 NCO(614)는 상기 DC 성분에 따라 현재의 동작 주파수를 올리거나 내려서 상기 제 1, 제 2 곱셈기(608,613)로 출력한다.

<103> 한편, 상기 지연부(617)에서 몇 샘플을 지연시킬 것인가를 결정하는 N 값은 중요한 파라미터로서, 주파수 오차 검출기의 동작 범위(pull in range)를 결정하게 된다.

<104> 예를 들어, N값이 작은 경우에는 넓은 주파수 오차에 대해서도 오차를 생성하지만 그 오차의 DC값이 작아져서 검출기의 게인이 줄어드는 반면, N값이 큰 경우에는 좁은 동작 범위를 갖지만 오차의 DC 값을 크게 내므로 검출기의 게인이 커져서 적은 위상 잡음을 갖고 반송파 복구를 가능하게 한다.

<105> 따라서, N값은 신중하게 선택되어야 한다. 일반적으로 $-200\text{KHz} \sim +200\text{KHz}$ 의 반송파 획득을 위해서 $N=50 \sim 75$ 사이 값으로 정할 수 있다.

<106> 상기된 과정이 반복되어 주파수 오프셋이 0이 되면 기저대역 파이롯트 신호의 I 성분인 P_r 신호는 DC로 나타나게 된다.

<107> 만일, 주파수 오프셋은 0이면서 위상 오차만을 갖는 경우(즉, P_r 신호는 도 8의 (a)와 같이 DC, P_i 신호는 도 8의 (b)와 같이 0이 아닌 여현파)를 가정하면, 제 3 곱셈기(618)에서는 Q 신호와 DC의 부호값 즉, I 또는 $-I$ 이 모든 시간에 걸쳐 곱해지게 된다. 이는 마치 FLL(Frequency Locked-Loop)은 없는 것처럼 보일 수 있다.

<108> 따라서, 제 3 곱셈기(618)에서는 위상 오차에 대해 여현파형의 위상 오차값을 루프 필터(619)로 출력하며, 상기 루프 필터(619)에서는 위상 오차값의 DC 성분만을 추출하여 NCO(614)로 출력한다. 상기 NCO(614)는 상기 DC 성분에 따라 현재의 동작 주파수를 올리거나 내림에 의해 위상 오차를 보정하여 상기 제 1, 제 2 곱셈기(608,613)로 출력한

다.

<109> 결국 주파수/위상 오차 검출기(615)의 동작 원리를 보면, 우선 주파수 오차를 0으로 만들기 위하여 FLL이 주도적으로 동작하게 되고, 주파수가 복구되면 위상 보정을 위하여 PLL이 주도적으로 동작하게 되는 것이다.

<110> 다음은 통과대역에서 파이롯트 신호를 추출하는 복소 밴드패스 필터(611,612)의 간단한 구현에 대하여 알아본다.

<111> 상기 복소 밴드패스 필터(611,612)는 낮은 차수의 IIR 저역 통과 필터를 정현 및 여현파로 변조시킴으로서 얻을 수 있다. 예를 들어 1차 All Pole 저역 통과 필터의 Z-변환을 $H(z)$ 라고 하면, 다음의 수학적 식 2와 같이 표현될 수 있다.

<112> 【수학적 식 2】

$$H(z) = s \cdot \frac{1}{1 - az^{-1}}$$

<113> 여기서, s 는 DC 게인을 1로 만들어주기 위한 정규화 상수이고, a 는 3-dB 밴드 영역을 결정하는 값으로 0~1 사이의 값을 가질 수 있다.

<114> 그리고, 상기 수학적 식 2의 $H(z)$ 의 정현 및 여현 변조 신호를 $H_r(z)$ 와 $H_i(z)$ 라고 하면, 다음의 수학적 식 3과 같이 표현될 수 있다.

<115> 【수학적 식 3】

$$H_r(z) = s \cdot \frac{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1}}{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

$$H_i(z) = s \cdot \frac{a \cdot \sin \omega_c z^{-1}}{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

<116> 여기서, ω_c 는 정규화된 반송파 주파수로서, 다음의 수학적 식 4와 같이 표현된다.

<117> 【수학식 4】

$$\omega_c = 2\pi \frac{f_c}{f_s} \quad (f_c \text{는 아날로그 반송파 주파수, } f_s \text{는 샘플링 주파수임})$$

<118> 이때, 상기 수학식 3의 $H_r(z)$ 와 $H_i(z)$ 를 보면, 분모항은 일치하고 오직 분자항만이 다름을 알 수 있다.

<119> 따라서, 상기 복소 밴드패스 필터(611,612)는 트랜스포즈된(transposed) IIR 구조를 사용하고 분모를 공유하면 도 9와 같은 구조로 구성할 수 있다. 즉, 도 9는 분모를 공유하며 상기 수학식 3을 그대로 하드웨어로 구현한 것이다. 그러므로, 도 9를 보면, 곱셈기(801), 덧셈기(802), 지연기(804,805), 곱셈기(808), 및 뺄셈기(809)가 상기 수학식 3의 분모에 해당된다.

<120> 한편, 상기 복소 밴드패스 필터(611,612)의 또 다른 구현의 예로, 1차 Butterworth의 저역 통과 필터의 z 변환을 $B(z)$ 라 하면, 다음의 수학식 5와 같이 표현될 수 있다.

<121> 【수학식 5】

$$B(z) = s \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-az^{-1}}$$

<122> 여기서, s 와 a 는 상기된 수학식 3과 동일한 의미이다.

<123> 이때, $B(z)$ 의 정현 및 여현 변조 신호를 $B_r(z)$ 와 $B_i(z)$ 라고 하면, 다음의 수학식 6과 같이 표현된다.

<124> 【수학식 6】

$$B_r(z) = s \cdot \frac{1+(1-a) \cdot \cos \omega_c z^{-1}}{1-a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

$$B_i(z) = s \cdot \frac{(1+a) \cdot \sin \omega_c z^{-1}}{1-a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

<125> 여기서도 마찬가지로 ω_c 는 정규화된 반송파 주파수로서, 다음의 수학적 식 7과 같이 표현된다.

<126> 【수학적 식 7】

$$\omega_c = 2\pi \frac{f_c}{f_s}$$

<127> 마찬가지로, $B_r(z)$ 와 $B_i(z)$ 의 분모가 공통이므로 도 9와 유사한 방법으로 분모를 공통으로 구현하고 분자는 각기 다르게 뽑아내는 구조로 간단히 복소 밴드패스 필터 (611,612)를 구성할 수 있다.

【발명의 효과】

<128> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 VSB 수신기에 의하면, 통과대역으로부터 파이롯트 신호를 추출하여 반송파를 복구하며 이러한 과정이 전 디지털 방식으로 이루어지므로, VCO와 같은 아날로그 소자를 추가로 외부에 부착하지 않아도 되며, 또한 주파수/위상 에러 검출기가 반송파 주파수 오프셋에 대해 대칭적인 에러를 검출해 내므로 양과 음의 주파수 오프셋에 대해서도 안정적인 반송파 획득과 추적이 이루어질 수 있다.

<129> 그리고, 복잡한 하드웨어를 추가해야만 했던 기존 방식과 달리 기저대역에서 파이롯트 신호를 추출하기 위해 필요했던 복소 저역 필터를 통과 대역 필터로 옮긴 것과 복소 곱셈기가 한 개 추가된 것 이외에 다른 하드웨어를 필요로 하지 않는다. 이때, 추가된 복소 곱셈기 덕분에 통과대역 VSB 신호를 기저대역으로 내릴 때 필요한 곱셈기는 복소 곱셈기(실수 곱셈기 4개와 덧셈기 2개) 대신에 실수 성분만을 뽑기 위한 2개의 곱셈기와 1개의 덧셈기만으로 구현이 가능하게 된다. 따라서, 본 발명은 복소 통과 대역 필터를 구현할 경우 각기 따로 구현할 경우에 대하여 곱셈기와 덧셈기를 더 절약할 수 있

다는 두가지 측면에서 실제적으로 오히려 하드웨어를 줄이는 효과를 가져온다고 볼 수 있다.

<130> 이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.

<131> 따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

잔류측파대(VSB) 방식으로 변조되어 송신되는 신호를 수신하는 VSB 수신기에 있어서,

안테나를 통해 원하는 채널 주파수를 선택하여 중간 주파수로 변환한 후 상기 중간 주파수의 일정 대역만을 통과시켜 디지털화하는 디지털 처리부;

상기 디지털화된 통과 대역의 신호로부터 파이롯트 성분을 추출하여 반송파를 복구하는 반송파 복구부;

상기 디지털화된 통과 대역의 신호로부터 I, Q 성분을 분리한 후 상기 반송파 복구부에서 복구된 복소 반송파를 곱하여 기저대역의 I, Q 신호로 복조하는 복조부; 그리고

상기 복조된 기저대역의 I 신호로부터 송신 심볼을 복구하는 심볼 복구부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 잔류측파대 수신기.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 디지털 처리부는 중간 주파수의 일정 대역만을 통과시키기 위해 소오(SAW) 필터를 사용하며, 상기 소오 필터는 통과 대역이 중간 주파수 대역의 VSB 신호를 모두 포함할 수 있도록 넓게 설계된 것을 특징으로 하는 잔류측파대 수신기.

【청구항 3】

제 1 항에 있어서, 상기 반송파 복구부는

상기 디지털화된 통과대역의 신호로부터 I, Q 성분의 파이롯트 신호를 추출하는
파이롯트 추출부와,

상기 추출된 I, Q 파이롯트 신호에 복소 반송파를 곱하여 기저대역으로 변환하는
곱셈기와,

상기 기저대역의 I,Q 파이롯트 신호로부터 주파수 및 위상 오차를 검출해내는 주
파수/위상 오차 검출부와,

상기 주파수 및 위상 오차를 필터링하여 DC 성분으로 변환하는 루프 필터와,

상기 루프 필터의 DC 성분에 비례하는 복소 반송파를 발생하여 상기 곱셈기와 복조
부로 출력하는 수치제어 발진기(NCO)로 구성되는 것을 특징으로 하는 잔류측파대
수신기.

【청구항 4】

제 3 항에 있어서, 상기 파이롯트 추출부는

낮은 차수의 IIR 저역 통과 필터를 정현파 및 여현파로 변조시켜 구성하는 것을 특
징으로 하는 잔류 측파대 수신기.

【청구항·5】

제 4 항에 있어서,

상기 IIR 저역 통과 필터는 다음의 수학식이 적용되는 1차 All-pole IIR 필터로
구성되는 것을 특징으로 하는 잔류측파대 수신기.

$$H_r(z) = s \cdot \frac{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1}}{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

$$H_i(z) = s \cdot \frac{a \cdot \sin \omega_c z^{-1}}{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

여기서, 1차 All Pole 저역 통과 필터의 Z-변환을 $H(z)$ 라고 하면, 상기 $H_r(z)$ 와 $H_i(z)$ 는 각각 $H(z)$ 의 정현 및 여현 변조 신호, ω_c 는 정규화된 반송파 주파수, s 는 DC 게인을 1로 만들어주기 위한 정규화 상수, a 는 3-dB 밴드 영역을 결정하는 값임.

【청구항 6】

제 4 항에 있어서,

상기 IIR 저역 통과 필터는 다음의 수학식이 적용되는 1차 Butterworth IIR 필터로 구성되는 것을 특징으로 하는 잔류측파대 수신기.

$$B_r(z) = s \cdot \frac{1 + (1-a) \cdot \cos \omega_c z^{-1}}{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

$$B_i(z) = s \cdot \frac{(1+a) \cdot \sin \omega_c z^{-1}}{1 - a \cdot \cos \omega_c z^{-1} + z^{-2}}$$

여기서, 1차 Butterworth IIR 필터의 Z-변환을 $B(z)$ 라 하면, 상기 $B_r(z)$ 와 $B_i(z)$ 는 각각 $B(z)$ 의 정현 및 여현 변조 신호, ω_c 는 정규화된 반송파 주파수, s 는 DC 게인을 1로 만들어주기 위한 정규화 상수, a 는 3-dB 밴드 영역을 결정하는 값임.

【청구항 7】

제 3 항에 있어서, 상기 주파수/위상 오차 검출부는

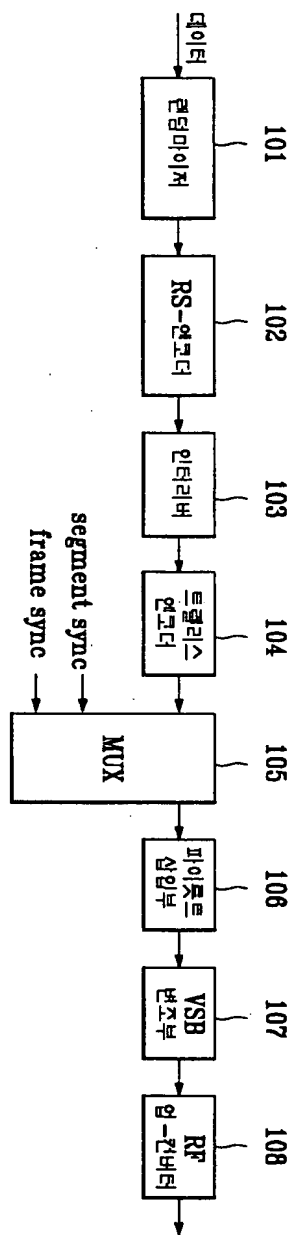
상기 곱셈기에서 출력되는 I 파이롯트 신호의 부호를 검출하는 부호 검출부와,

상기 검출된 부호 성분을 N 샘플동안 지연시키는 지연부와,

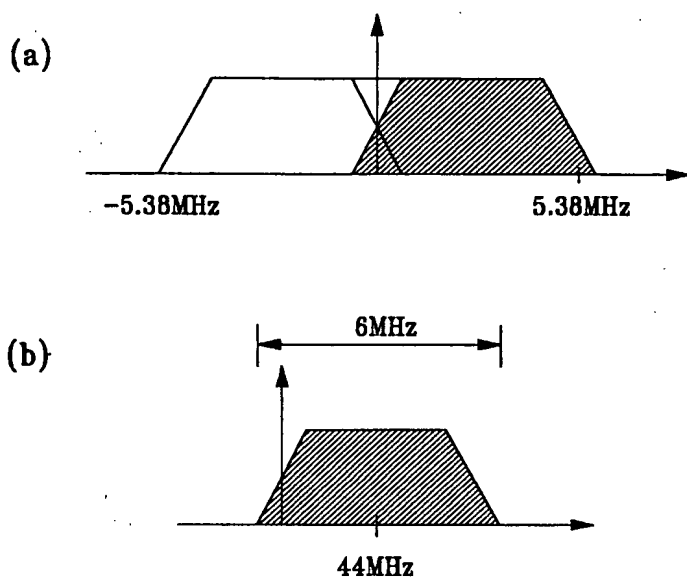
상기 지연부의 출력과 상기 곱셈기에서 출력되는 Q 파이롯트 신호를 곱하여 상기 루프 필터로 출력하는 곱셈기로 구성되는 것을 특징으로 하는 잔류측파대 수신기.

【도면】

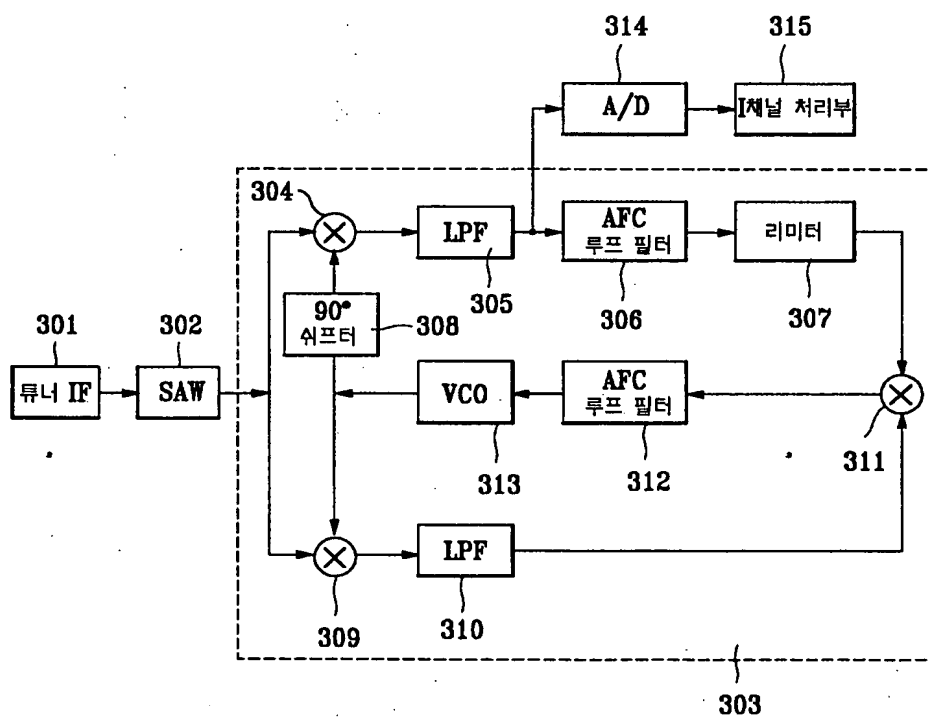
【도 1】



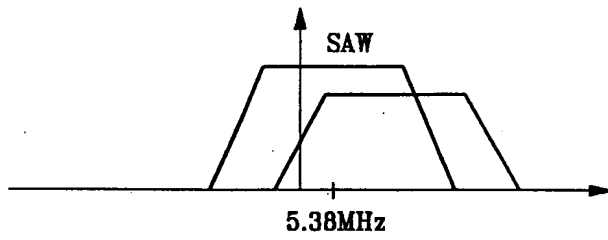
【도 2】



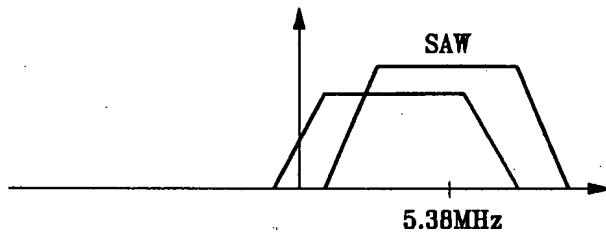
【도 3】



【도 4】

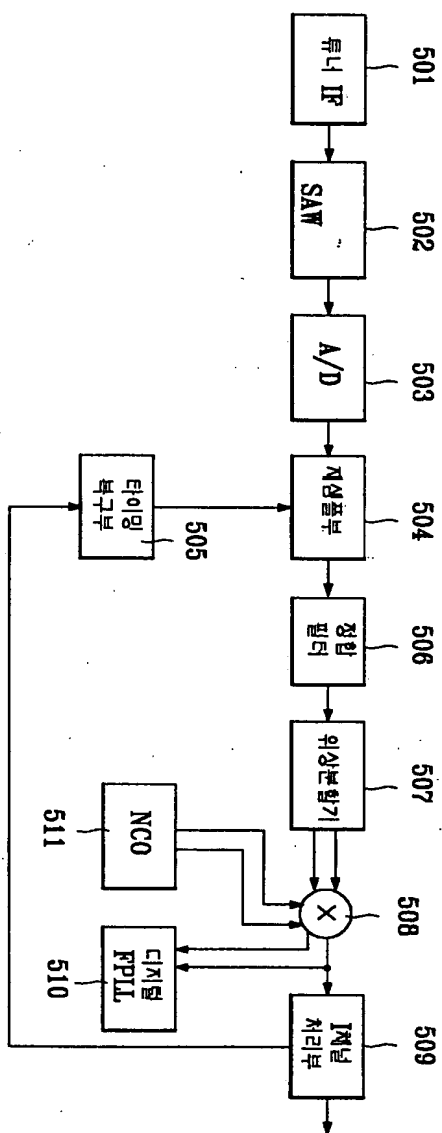


(a)양의 오프셋

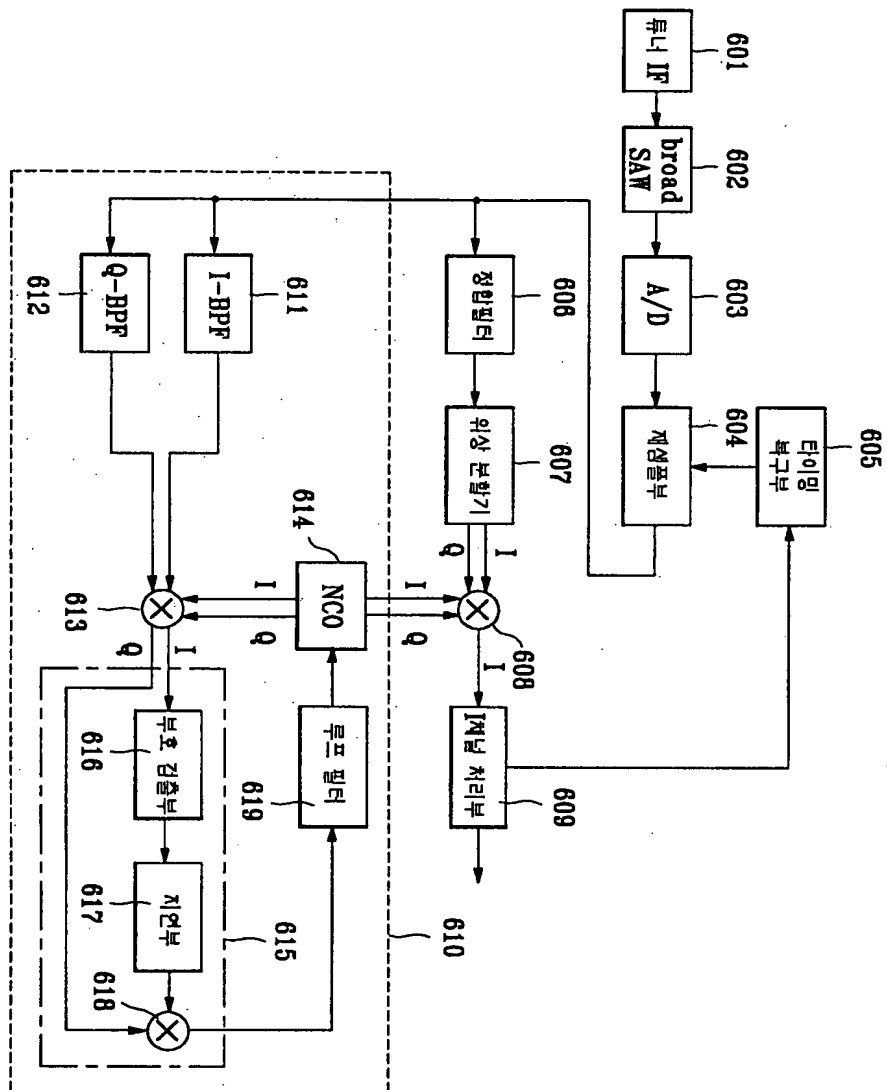


(b)음의 오프셋

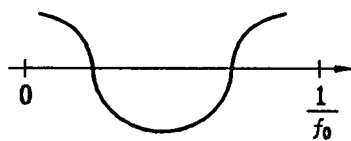
【도 5】



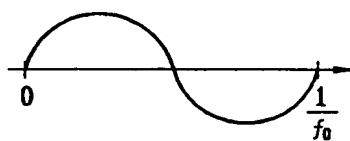
【도 6】



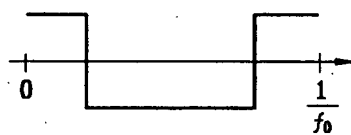
【도 7】



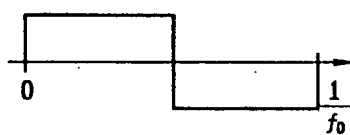
(a) I-성분



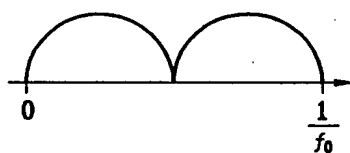
(b) Q-성분



(c) I-성분의 부호값

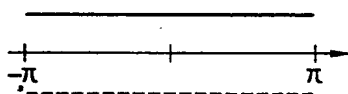


(d) 지연된 I-성분의 부호값

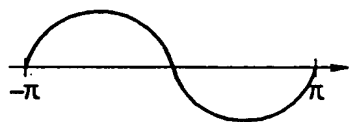


(e) 지연된 I-위상 성분의 부호값 * Q-성분

【도 8】



(a) I-성분



(b) Q-성분

【도 9】

